

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 08-237313

(43)Date of publication of application : 13.09.1996

(51)Int.Cl.

H04L 27/14

(21)Application number : 07-036595

(71)Applicant : OKI ELECTRIC IND CO LTD

(22)Date of filing : 24.02.1995

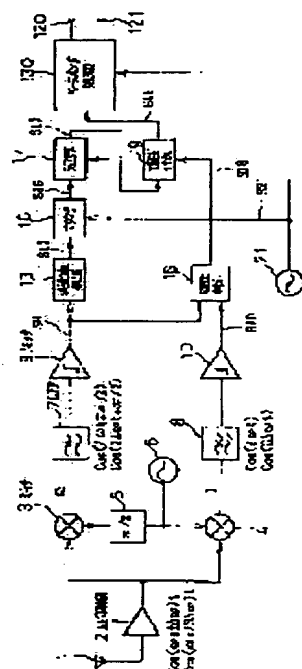
(72)Inventor : NAKAMURA SEIZO
YAMAZAKI KIOHIKO

(54) MULTI-VALUED FSK DEMODULATION CIRCUIT

(57)Abstract:

PURPOSE: To realize a multi-valued FSK demodulation circuit capable of reducing an error rate even when the ratio of a signal to noise is small and enjoying the merit of a direct conversion receiving system.

CONSTITUTION: A changing point detection means 13 detects the changing point of a channel Q signal and/or a channel I signal which are waveform-shaped into a pulse signal and frequency shift size detection means 16 and 17 converts information on the period of the detected changing point to information on a frequency to output a signal expressing the size of frequency shift. A polarity judging means 18 detects the polarity of frequency phase relation of the channels Q and I. Then a polarity adding means 19 adds the detected polarity to a frequency shift size signal to obtain an instantaneous frequency signal including only information on frequency shift and a base band processing means 130 processes this instantaneous frequency signal to reproduce transmission data and a data clock signal.



BEST AVAILABLE COPY

LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平8-237313

(43)公開日 平成8年(1996)9月13日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

庁内整理番号

FI

技術表示箇所

H04L 27/14

H04L 27/14

J

審査請求 未請求 請求項の数6 O.L (全 16 頁)

(21)出願番号 特願平7-36595

(22)出願日 平成7年(1995)2月24日

(71)出題人 000000295

沖電気工業株式会社

東京都港区虎ノ門1丁目7番12号

(72)発明者 中村 精三

東京都港区虎ノ門1丁目7番12号 沖電気
工業株式会社内

(72)発明者 山崎 清彦

東京都港区虎ノ門1丁目7番12号 沖電気
工業株式会社内

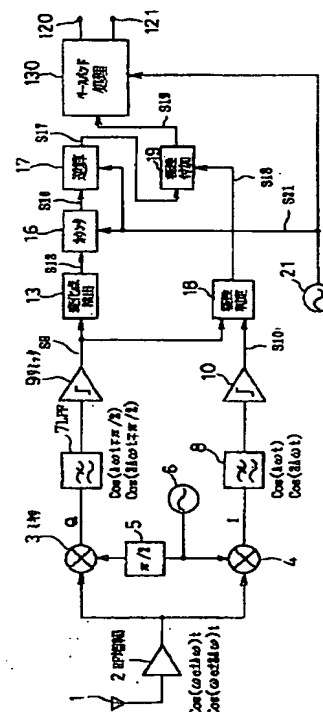
(74)代理人 弁理士 工藤 宣幸

(54) 【発明の名称】 多値FSK復調回路

(57) 【要約】

【目的】 信号対雑音比が小さいときでも誤り率を小さくできる、ダイレクトコンバージョン受信方式のメリットを享受できる多値FSK復調回路を実現する。

【構成】 変化点検出手段１３が、パルス信号に波形整形されたＱチャネル信号及び又はＩチャネル信号の変化点を検出し、周波数偏移大きさ検出手段１６、１７が、高速クロック信号に基づいて、検出された変化点の周期の情報を周波数の情報に変換して周波数偏移の大きさを表す信号を出力する。極性判定手段１８は、Ｑチャネル信号及びＩチャネル信号の位相関係から周波数偏移の極性を検出する。そして、極性付加手段１９が、周波数偏移の大きさ信号に検出された極性を付加して周波数偏移の情報だけを含む瞬時周波数信号を得、ベースバンド処理手段１３０が、この瞬時周波数信号を処理して、送信データ及びデータクロック信号を再生する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 受信した多値 FSK 変調波信号を直交検波し、その低域成分を取出して Q チャンネル信号及び I チャンネル信号を得る直交検波手段と、

この直交検波手段からの Q チャンネル信号及び I チャンネル信号をそれぞれ、パルス信号に波形整形する 2 個の波形整形手段と、

パルス信号に波形整形された Q チャンネル信号及び又は I チャンネル信号の変化点を検出する変化点検出手段と、

Q チャンネル信号及び I チャンネル信号の周波数より十分に高い高速クロック信号を発振する高速クロック発振手段と、

この高速クロック発振手段からの高速クロック信号に基づいて、上記変化点検出手段が検出した変化点の周期の情報を周波数の情報に変換し、受信した多値 FSK 変調波信号におけるその時点の周波数偏移の大きさを表す信号を出力する周波数偏移大きさ検出手段と、

パルス信号に波形整形された Q チャンネル信号及び I チャンネル信号、又は、波形整形される前の Q チャンネル信号及び I チャンネル信号の位相関係から、受信した多値 FSK 変調波信号におけるその時点の周波数偏移の極性を検出する極性判定手段と、

上記周波数偏移大きさ検出手段からの出力信号に、上記極性判定手段が検出した極性を付加して、受信した多値 FSK 変調波信号におけるその時点の周波数偏移の情報だけを含む瞬時周波数信号を出力する極性付加手段と、得られた瞬時周波数信号を処理して、送信データ及びデータクロック信号を再生するベースバンド処理手段とを有することを特徴とする多値 FSK 復調回路。

【請求項 2】 上記極性付加手段からのベースバンド信号を平均化処理して上記ベースバンド処理手段に入力する平均化手段をさらに有することを特徴とする請求項 1 に記載の多値 FSK 復調回路。

【請求項 3】 上記変化点検出手段が、パルス信号に波形整形された Q チャンネル信号の変化点を検出する Q チャンネル変化点検出回路と、

パルス信号に波形整形された I チャンネル信号の変化点を検出する I チャンネル変化点検出回路と、

これら Q チャンネル変化点検出部及び I チャンネル変化点検出部からの両変化点検出信号における変化点の時間軸での位置を合成する合成回路とをなすことを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の多値 FSK 復調回路。

【請求項 4】 上記周波数偏移大きさ検出手段が、上記変化点検出手段からの出力信号における変化点間隔を、上記高速クロック発振手段からの高速クロック信号でカウントするカウンタと、

このカウンタのカウント値の逆数を求める逆算回路とをなすことを特徴とする請求項 1 ～ 3 のいずれかに記載の多値 FSK 復調回路。

【請求項 5】 上記ベースバンド処理手段が、

入力された瞬時周波数信号からデータクロック信号を再生するクロック再生回路と、

再生されたデータクロック信号及び入力された瞬時周波数信号に基づいて、その瞬時周波数信号に含まれている送受信機間の搬送波周波数のずれに基づく誤差を補償する周波数ずれ補償回路と、

この周波数ずれ補償回路によって周波数ずれが補償された瞬時周波数信号から、再生されたデータクロック信号に基づいてデータを再生するデータ再生回路とを備えることを特徴とする請求項 1 ～ 4 のいずれかに記載の多値 FSK 復調回路。

【請求項 6】 上記ベースバンド処理回路が、

再生されたデータクロック信号及び入力された瞬時周波数信号に基づいて、その瞬時周波数信号が所定の上限及び下限間に入るように、送受信機間の搬送波周波数のずれに基づく誤差を補償するフィードバック型周波数ずれ補償回路と、

このフィードバック型周波数ずれ補償回路からの瞬時周波数信号からのデータクロック信号を再生するクロック再生回路と、

再生されたデータクロック信号及び上記フィードバック型周波数ずれ補償回路からの瞬時周波数信号に基づいて、その瞬時周波数信号に含まれている、送受信機間の搬送波周波数のずれに基づく残存誤差を補償するフィードフォワード型周波数ずれ補償回路と、

このフィードフォワード型周波数ずれ補償回路によって周波数ずれが補償された瞬時周波数信号から、再生されたデータクロック信号に基づいて、データを再生するデータ再生回路とを備えることを特徴とする請求項 1 ～ 4 のいずれかに記載の多値 FSK 復調回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、ダイレクトコンバージョン受信方式を適用している多値 FSK 復調回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 ダイレクトコンバージョン受信方式を適用している受信機は、周波数選択用のフィルタを IC (集積回路) の中に構成できる等の特徴により、小型化、低価格化が実現できるので、2 値の FSK (Frequency Shift Keying) 変調波信号の受信機、特にページャ装置用として注目されている。

【0003】 ダイレクトコンバージョン受信機の特徴

は、(1) RF 信号をベースバンド信号に直接落とすので、イメージ周波数が存在せず、従って通常のスーパーヘテロダイン方式に必要なイメージ除去用のフィルタが必要ない、(2) チャンネル選択用のフィルタとして、ベースバンド帯域における LPF が使え、IC の中に組み込めるので、高価な IF フィルタが削除できる、こと等である。

3

【0004】図2は、ダイレクトコンバージョン受信機に適用されている従来の2値FSK復調回路の原理構成を示したものである。

【0005】ダイレクトコンバージョン受信機はIF周波数が0の受信機と考えられ、2種類の周波数成分を区別するために、90°位相の異なった二つの局部発振信号を使って直交検波する形式をとっている。

【0006】ここで、ページャー装置用の2値FSK変

$$\cos(\omega_c - \Delta\omega)t$$

送信号が“0”のときに、

$$\cos(\omega_c + \Delta\omega)t$$

にとるものとなる。

【0007】(1)式又は(2)式で表される受信信号と、局部発振回路6が出力した搬送波信号 $\cos \omega_c t$ を $\pi/2$ 移相器5によって $\pi/2$ だけ移相させた信号とを、ミ

$$\cos(\Delta\omega t + \pi/2)$$

送信号が“0”の場合に、

$$\cos(\Delta\omega t - \pi/2)$$

で表されるものとなる。

【0008】一方、(1)式又は(2)式で表される受信信号と、局部発振回路6が出力した搬送波信号 $\cos \omega_c t$ とを、ミキサ4において乗算した後LPF(チャネルフ

$$\cos(\Delta\omega t)$$

で表されるものとなる。

【0009】すなわち、送信号が“1”の場合には、Qチャンネル信号はIチャンネル信号より位相が $\pi/2$ だけ進んでおり、一方、送信号が“0”の場合には、Qチャンネル信号はIチャンネル信号より位相が $\pi/2$ だけ遅れている。従って、Iチャンネル信号を基準に、Qチャンネル信号の位相の進み遅れを判定することにより、送信号を判定することができる。

【0010】リミッタ9及び10、並びに、D型フリップフロップ11は、かかる位相関係の判定(従って符号判定)のために設けられている。

【0011】LPF7からのQチャンネル信号は、リミッタ9によって、図3(a1)又は(b1)に示すように、パルス信号に波形整形されてD型フリップフロップ11のデータ入力端子に入力される。一方、LPF8からのIチャンネル信号は、リミッタ10によって、図3

(a2)又は(b2)に示すように、パルス信号に波形整形されてD型フリップフロップ11のクロック入力端子に入力される。波形整形されたIチャンネル信号の立上りエッジは、送信号が“1”の場合には、図3(a1)及び(a2)に示すように、波形整形されたQチャンネル信号の“1”レベル期間に生じ、送信号が“0”の場合には、図3(b1)及び(b2)に示すように、波形整形されたQチャンネル信号の“0”レベル期間に生じ、従って、D型フリップフロップ11によって、Iチャンネル信号の立上りエッジでQチャンネル信号をラッチしたものが送信号を表すものとなり、当該復調回路のデ

4

*調波信号では、周波数の高い方を“0”に、低い方を“1”に対応させている。すなわち、搬送波周波数を ω_c 、二つの周波数成分を $(\omega_c + \Delta\omega)$ と $(\omega_c - \Delta\omega)$ とすれば、アンテナ1が捕捉し、RF増幅段2が増幅した受信信号(2値FSK変調波信号であるので振幅は無視する)は、伝送路で混入された雑音成分がない場合には、送信号が“1”のときに、

$$\dots(1)$$

$$\dots(2)$$

※キサ3において乗算した後LPF(チャネルフィルタ)7を通過させて低域成分だけを取り出すと、得られたQチャンネルの信号は、送信号が“1”の場合に、

$$\dots(3)$$

$$\dots(4)$$

★フィルタ)8を通過させて低域成分だけを取り出すと、得られたIチャンネルの信号は、送信号が“1”であろうと“0”であろうと、

$$\dots(5)$$

ータ出力となる。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】ところで、近年、電波の周波数有効利用が望まれ、ある一定の帯域幅のなかでより多くの情報を送ることが要求されている。かかる要求に応じる方法の1つとして、4値あるいはそれ以上の多値FSK変調波信号の伝送方式を伝送装置(例えばページャー装置や移動電話端末)に適用することが検討されている。

【0013】図2に示した回路は、上述したように、ダイレクトコンバージョン受信方式を適用した2値FSK復調回路であるが、同種の考え方を多値FSK変調波信号の復調回路に適用できるならば、ダイレクトコンバージョン受信方式が有する上述した各種のメリットを享受できて好ましい。しかしながら、図2に示した装置では、Iチャンネル信号に対するQチャンネル信号の位相の進み遅れしか判別できず(受信信号の周波数偏移が高いか低い(極性)の区別しかできず)、4値以上のFSK変調波信号の復調回路にはその考え方を適用できない。

【0014】4値以上のFSK変調波信号のダイレクトコンバージョン受信方式を適用した復調回路は、つい最近まで提案されていなかったが、最近になって、下記文献に記載のものが提案された。

【0015】文献『齋藤、赤岩共著、「4値FSK信号のダイレクトコンバージョン受信方式」、電子情報通信学会研究会技術報告、SSE94-162、RCS94-124、1994年11月』

この文献に記載の復調方式は、4 値 FSK 変調波信号の場合、I Q 平面上の信号点が 4 種類で回転することに着目し、I Q 平面上での信号点の回転方向と回転速度を別々に検波し、その検波結果を組合せて 4 値 FSK 変調波信号の検波を行なうものである。ここで、回転速度の検出は、1 タイムスロット当りの信号点軌跡と I 軸及び Q 軸との交差回数をカウンタで数える方式を採用している。

【0016】しかしながら、交差回数は当然に整数であって離散値であり、回転速度を段階的にしか示さない指標である。そのため、雑音によって交差回数が増加した場合、正規の交差回数に対するその変化分の割合は大きい。従って、信号対雑音比（例えば Eb/No）が小さいときには、回転速度の検出誤りが増加しやすく、その結果、再生データの誤り率も高くなる。特に、変調指数 m が小さいときは、1 タイムスロット当りの正規の交差回数（十数回以下）が少なく雑音の影響を受けやすく、上記課題が発生し易い。

【0017】以上のように、回転速度の検出精度が低いので、4 値 FSK 変調波信号以上に速い回転速度を有する周波数偏移もあり得る 8 値以上の FSK 変調波信号の復調回路に、この提案方法を適用するには解決しなければならない課題が多く残っている。

【0018】そのため、信号対雑音比が小さいときでも誤り率を小さくできる、しかも、ダイレクトコンバージョン受信方式のメリットを享受できる多値 FSK 復調回路が望まれている。

【0019】

【課題を解決するための手段】かかる課題を解決するため、本発明においては、多値 FSK 復調回路を、以下の各手段を備えるように構成した。

【0020】すなわち、(1) 受信した多値 FSK 変調波信号を直交検波し、その低域成分を取出して Q チャネル信号及び I チャネル信号を得る直交検波手段と、(2) この直交検波手段からの Q チャネル信号及び I チャネル信号をそれぞれ、パルス信号に波形整形する 2 個の波形整形手段と、(3) パルス信号に波形整形された Q チャネル信号及び又は I チャネル信号の変化点を検出する変化点検出手段と、(4) Q チャネル信号及び I チャネル信号の周波数より十分に高い高速クロック信号を発振する高速クロック発振手段と、(5) この高速クロック発振手段からの高速クロック信号に基づいて、変化点検出手段が検出した変化点の周期の情報を周波数の情報に変換し、受信した多値 FSK 変調波信号におけるその時点の周波数偏移の大きさを表す信号を出力する周波数偏移大きさ検出手段と、(6) パルス信号に波形整形された Q チャネル信号及び I チャネル信号、又は、波形整形される前の Q チャネル信号及び I チャネル信号の位相関係から、受信した多値 FSK 変調波信号におけるその時点の周波数偏

$$\Delta f = \Delta \omega / 2\pi$$

移の極性を検出する極性判定手段と、(7) 周波数偏移大きさと検出手段からの出力信号に、極性判定手段が検出した極性を付加して、受信した多値 FSK 変調波信号におけるその時点の周波数偏移の情報だけを含む瞬時周波数信号を出力する極性付加手段と、(8) 得られた瞬時周波数信号を処理して、送信データ及びデータクロック信号を再生するベースバンド処理手段とを有するように構成した。

【0021】

10 【作用】本発明の多値 FSK 復調回路においては、直交検波手段が、受信した多値 FSK 変調波信号を直交検波し、その低域成分を取出して Q チャネル信号及び I チャネル信号を得、2 個の波形整形手段がそれぞれ、得られた対応する Q チャネル信号及び I チャネル信号をパルス信号に波形整形する。

【0022】また、変化点検出手段は、パルス信号に波形整形された Q チャネル信号及び又は I チャネル信号の変化点を検出し、周波数偏移大きさと検出手段は、高速クロック発振手段からの高速クロック信号に基づいて、変化点検出手段が検出した変化点の周期の情報を周波数の情報に変換し、受信した多値 FSK 変調波信号におけるその時点の周波数偏移の大きさを表す信号を出力する。一方、極性判定手段は、Q チャネル信号及び I チャネル信号の位相関係から、受信した多値 FSK 変調波信号におけるその時点の周波数偏移の極性を検出する。そして、極性付加手段は、周波数偏移大きさと検出手段からの出力信号に、極性判定手段が検出した極性を付加して、受信した多値 FSK 変調波信号におけるその時点の周波数偏移の情報だけを含む瞬時周波数信号を出力する。

20 【0023】ベースバンド処理手段が、このようにして得られた瞬時周波数信号を処理して、送信データ及びデータクロック信号を再生する。

【0024】

【実施例】以下、本発明を、ダイレクトコンバージョン受信方式に従う 4 値 FSK 復調回路に適用した第 1 実施例及び第 2 実施例を順次説明する。

【0025】(A) 第 1 実施例及び第 2 実施例に共通する基本的な考え方

まず、第 1 実施例及び第 2 実施例に共通する基本的な考え方について説明する。なお、この基本的な考え方は、8 値以上の FSK 変調波信号に対する復調回路にも適用できる。

【0026】2 値 FSK 変調波信号は、図 4 (a) に示すように、搬送波周波数からの周波数偏移として $+\Delta f$ 又は $-\Delta f$ をとるものであり、 $+\Delta f$ は一方の符号

“0”に対応し、 $-\Delta f$ は他方の符号“1”に対応する。なお、図 4 において、横軸は時間経過を表わし、縦軸は搬送波周波数からの周波数偏移を表している。なお、 Δf は角速度 $\Delta \omega$ に対して、

$$\dots (6)$$

の関係がある。

【0027】一方、4値FSK変調波信号は、図4(b)に示すように、搬送波周波数からの周波数偏移として $+3\Delta f$ 、 $+\Delta f$ 、 $-\Delta f$ 又は $-3\Delta f$ をとるものであり、各周波数偏移は、例えばそれぞれ2ビット符号“00”、“01”、“10”、“11”に対応する。従って、これら周波数偏移 $+3\Delta f$ 、 $+\Delta f$ 、 $-\Delta f$ 及び $-3\Delta f$ を弁別できるような信号（ベースバンド信号）を、ダイレクトコンバージョン受信処理して得たQチャンネル信号及びIチャンネル信号から形成して、送信デ

$$\cos(\omega_c - \Delta\omega)t \quad \dots(7)$$

のときには、Qチャンネル信号及びIチャンネル信号はそれぞれ、

$$Q \text{チャンネル信号: } \cos(\Delta\omega t + \pi/2) \quad \dots(8)$$

$$I \text{チャンネル信号: } \cos(\Delta\omega t) \quad \dots(9)$$

となる。

※/ 2π)に係る

【0030】(ii)受信信号が、周波数偏移 $\Delta f (= \Delta\omega \times$

$$\cos(\omega_c + \Delta\omega)t \quad \dots(10)$$

のときには、Qチャンネル信号及びIチャンネル信号はそれぞれ、

$$Q \text{チャンネル信号: } \cos(\Delta\omega t - \pi/2) \quad \dots(11)$$

$$I \text{チャンネル信号: } \cos(\Delta\omega t) \quad \dots(12)$$

となる。

★($= -3\Delta\omega/2\pi$)に係る

【0031】(iii)受信信号が、周波数偏移 $-3\Delta f$ ★

$$\cos(\omega_c - 3\Delta\omega)t \quad \dots(13)$$

のときには、Qチャンネル信号及びIチャンネル信号はそれぞれ、

$$Q \text{チャンネル信号: } \cos(3\Delta\omega t + \pi/2) \quad \dots(14)$$

$$I \text{チャンネル信号: } \cos(3\Delta\omega t) \quad \dots(15)$$

となる。

☆ $\Delta\omega/2\pi$)に係る

【0032】(iv)受信信号が、周波数偏移 $3\Delta f (= 3\star$

$$\cos(\omega_c + 3\Delta\omega)t \quad \dots(16)$$

のときには、Qチャンネル信号及びIチャンネル信号はそれぞれ、

$$Q \text{チャンネル信号: } \cos(3\Delta\omega t - \pi/2) \quad \dots(17)$$

$$I \text{チャンネル信号: } \cos(3\Delta\omega t) \quad \dots(18)$$

となる。

【0033】これらの周波数偏移と、Qチャンネル信号及びIチャンネル信号との関係式から、以下のことを認識することができる。

【0034】周波数偏移 $\pm\Delta f$ に係る上記(i)及び(ii)の場合と、周波数偏移 $\pm 3\Delta f$ に係る上記(iii)及び(iv)の場合とは、Qチャンネル信号及び又はIチャンネル信号の周波数(角速度)の相違で弁別できる。なお、Qチャンネル信号及びIチャンネル信号は、上記の式から明らかなように、いずれの周波数偏移に係る受信信号から形成された場合でも、位相は異なるが、周波数(角速度)は等しい。

【0035】周波数偏移 $-\Delta f$ に係る(i)の場合と周波数偏移 $+\Delta f$ に係る(ii)の場合とでは、Iチャンネル信号に対するQチャンネル信号の位相の進み遅れ($\pm\pi/2$)で弁別できる(図3参照)。また同様に、周波数偏移 $-3\Delta f$ に係る(iii)の場合と周波数偏移 $+3\Delta f$ に係る(iv)の場合とでは、Iチャンネル信号に対するQチャンネル

*タを再生すれば良い。

【0028】以上のように、4値FSK変調波信号は、2値FSK変調波信号に比較して、取り得る周波数偏移の数は異なるが、受信信号と、直交検波して得たQチャンネル信号及びIチャンネル信号との関係は、従来の技術の項で2値FSK変調波信号について説明したと同様な関係が成り立つ。

【0029】(i)受信信号が、周波数偏移 $-\Delta f (= -\Delta\omega/2\pi)$ に係る

信号の位相の進み遅れ($\pm\pi/2$)で弁別できる(図3参照)。従って、Iチャンネル信号に対するQチャンネル信号の位相の進み遅れ($\pm\pi/2$)を検出する回路を設けると、負極性の周波数偏移に係る(i)及び(iii)の場合と、正極性の周波数偏移に係る(ii)及び(iv)の場合とを弁別できる。

【0036】そこで、第1及び第2実施例は、Qチャンネル信号及び又はIチャンネル信号から周波数偏移の大きさ(絶対値 $|\Delta f|$ 又は $|3\Delta f|$)を検出する構成と、Qチャンネル信号及びIチャンネル信号から正極性(Δf 及び $3\Delta f$ 、これらは区別できない)か負極性($-\Delta f$ 及び $-3\Delta f$ 、これらは区別できない)かを検出する構成とを設けて、検出された周波数信号に検出された極性を付与して、4種類の周波数偏移 Δf 、 $-\Delta f$ 、 $3\Delta f$ 及び $-3\Delta f$ のうち受信信号に係る周波数偏移を反映させた図4(b)に示すようなベースバンド信号(受信した4値FSK変調波信号を検波した信号)を形成し、このベースバンド信号を処理して符号を再生することとし

た。

【0037】ここで、周波数偏移の大きさ ($|\Delta f|$ 又は $|3\Delta f|$) を検出する構成として、その検出精度や検出分解能が高くなるように、Qチャネル信号及び又はIチャネル信号を波形整形して得たパルス信号 (図3参照) の周期を検出に利用する構成としている。

【0038】(B) 第1実施例の全体構成

以下、以上のような考え方に従ってなされた第1実施例の4値FSK復調回路を説明する。ここで、図1が第1実施例の全体構成を示すブロック図であり、上述した図2との同一、対応部分には同一符号を付して示している。

【0039】図1において、第1実施例の復調回路は、図2に示す従来回路でも存在していたアンテナ1、RF増幅段2、ミキサ3及び4、 $\pi/2$ 移相器5、局部発振回路6、LPF7及び8、並びに、リミッタ9及び10に加えて、変化点検出回路13、カウンタ16、逆算回路17、極性判定回路18、極性付加回路19、発振器21及びベースバンド処理回路130を有する。

【0040】変化点検出回路13は、リミッタ9から出力されたパルス信号に整形されたQチャネル信号S9

(図3(a1)又は(b1)参照)における変化点(立上りエッジ及び又は立下りエッジ)を検出し、変化点検出信号S13をカウンタ16に出力するものである。Qチャネル信号の周波数は、上述した(8)式、(11)式、(14)式、(17)式から明らかなように、周波数偏移の絶対値に等しい。周波数と周期との間には、周知のように反比例関係があり、パルス信号に整形されたQチャネル信号S9の変化点周期は、Qチャネル信号S9の周波数に反比例している。

【0041】発振器21は、Qチャネル信号が取り得る周波数 (= 周波数偏移) より十分に高い周波数を有する高速クロック信号を発振するものであり、その高速クロック信号S21をカウンタ16、逆算回路17及びベースバンド処理回路130に与える。

【0042】カウンタ16は、変化点検出信号S13で、発振器21からのクロック信号S21によるカウントを開始し、次の変化点検出信号S13で、カウントを停止し、カウント値S16を逆算回路17に与えると共に、リセットして新たなカウントを開始するものである。従って、カウンタ16から逆算回路17に与えられるカウント値S16は、パルス信号に整形されたQチャネル信号S9の変化点周期を高速クロック信号S21の個数で捕らえたものである。

【0043】逆算回路17は、カウント値S16の逆数を演算するものであり、その得られた信号S17を極性付加回路19に与える。逆算回路17としては、例えば特開平2-194430号公報に記載のものを適用できる。カウント値S16は、パルス信号に整形されたQチャネル信号S9の変化点周期を表すものであるので、逆

算回路17からの出力信号S17は、Qチャネル信号S9の周波数 (= 周波数偏移の大きさ) を表すものとなっている。

【0044】極性判定回路18には、リミッタ9及び10を介したパルス信号に整形されたQチャネル信号S9及びIチャネル信号S10が入力され、極性判定回路18は、これらQチャネル信号S9及びIチャネル信号S10に基づいて、受信信号におけるそのときの周波数偏移の極性を判定し、極性判定信号S18を極性付加回路19に出力する。極性判定回路18としては、例えばD型フリップフロップを適用でき、この場合、Iチャネル信号S10の立上りエッジでQチャネル信号S9をラッチした論理レベルを極性判定信号S18とする。この一例の動作は、図2に示した従来回路のD型フリップフロップ11の動作と同様であり、図3から明かなように、受信信号における周波数偏移が $-\Delta f$ 又は $-3\Delta f$ のときに負極性を表す“1”が出力され、受信信号における周波数偏移が $+\Delta f$ 又は $+3\Delta f$ のときに正極性を表す“0”が出力される。

【0045】極性付加回路19は、逆算回路17からの信号S17に、極性判定回路18からの極性判定信号S18が指示する極性を付加し、受信信号(4値FSK変調波信号)を検波した図4(b)に示すようなベースバンド信号(以下、瞬時周波数信号と呼ぶ)S19をベースバンド処理回路130に与える。

【0046】図6は、4値FSK変調波信号の場合の瞬時周波数信号を示すいわゆるアイバタンであり、横軸は時間軸で、シンボルレートに同期してスイープし、縦軸は周波数偏移に比例した電圧を示すオシロスコープ等の表示画面である。極性付加回路19からの瞬時周波数信号S19は、このアイバタン上のいずれかの軌跡をとる。

【0047】ベースバンド処理回路130は、極性付加回路19から出力された周波数偏移の方向(極性)とその大きさを示す瞬時周波数信号S19から、送信符号(データ)及びデータクロック信号を再生し、再生データを出力端子120を介し、再生クロック信号を出力端子121を介して次段の処理回路に出力する。なお、この第1実施例のベースバンド処理回路130は、後述するように、送受信機間の搬送波周波数のずれを補償する構成を有している。

【0048】(C) ベースバンド処理回路130の第1例

図5は、ベースバンド処理回路130の詳細構成の第1例を示すブロック図である。

【0049】ベースバンド処理回路130は、クロック再生回路116、AFC回路117、減算回路118及びデータ再生回路119でなり、極性付加回路19からの瞬時周波数信号S19は、クロック再生回路116、AFC回路117及び減算回路118に入力される。

【0050】クロック再生回路116は、例えば特開昭61-265922号公報に開示されているようなものを適用できる。クロック再生回路116は、発振器21からの高速クロック信号S21に基づいて、瞬時周波数信号S19から、送られてきたデータのクロック（データクロック信号）を再生する。このような再生クロック信号は、AFC回路117、減算回路118及びデータ再生回路119に与えられると共に、再生クロック出力端子121を介して次段の処理回路（図示せず）に与えられる。

【0051】AFC回路117は、後述するようにして送受信機間の周波数ずれ成分を検出するものであり、減算回路118は、この検出された周波数ずれ成分を瞬時周波数信号S19から差し引いてその影響を排除させてデータ再生回路119に与える。データ再生回路119では、クロック再生回路116の再生クロック信号を使用しながら、周波数ずれが補償された瞬時周波数信号S19からデータを再生し、再生データ出力端子120を介して次段の処理回路に与える。

【0052】次に、AFC回路117の構成及び機能について、図面を参照しながら詳細に説明する。

【0053】極性付加回路19からの瞬時周波数信号S19は、上述したように、図6に示したアイパタン上のいずれかの軌跡をとる。ここで、送受信機間で、同一周波数が前提となっている搬送波周波数に差があり、送信側周波数が高いと、アイパタンは、図7(a)に示すように図6に示す本来のアイパタンより上方にずれる。逆に、送信側周波数が低いと、アイパタンは、図7(b)に示すように図6に示す本来のアイパタンより下方にずれる。

【0054】そこで、クロック再生回路116で再生したタイミング t_n で、極性付加回路19からの瞬時周波数信号S19の値を取出し、送受信機間で周波数が一致しているときに現れる4種類の値 $+3\Delta f$ 、 $+\Delta f$ 、 $-\Delta f$ 、 $-3\Delta f$ の一番近いものと比較してその差をとり、この差を何回か平均して周波数誤差として取り出す。そして、この周波数誤差信号を減算回路118に与えて、極性付加回路19からの瞬時周波数信号S19から減算させ、瞬時周波数信号S19における周波数ずれによる誤差をキャンセルさせる。

【0055】このようにすることにより、図6に示すアイパタンのような正しい瞬時周波数信号がデータ再生回路119に入力され、正しいデータが再生される。

【0056】このような機能を担うAFC回路117としては、図8に示すような内部構成のものを適用できる。

【0057】レジスタ305がタイミング t_n で瞬時周波数信号S19の値を取り込み、各差分回路306、…、309によってその値と基準値 $+3\Delta f$ 、 $+\Delta f$ 、 $-\Delta f$ 、 $-3\Delta f$ との差分をそれぞれ求め、さらに各絶

対値化回路310、…、313によって絶対値に変換する。この差分絶対値のうち最小のものを最小値検出回路314が検出してセレクト315に選択制御信号を与え、セレクト315によって、瞬時周波数信号S19の値と基準値 $+3\Delta f$ 、 $+\Delta f$ 、 $-\Delta f$ 、 $-3\Delta f$ との差分値のうち最小のものを選択させ、この選択された差分値が多ビットデータの移動平均を求める多ビット移動平均フィルタ回路（構成例は第2実施例で説明する）316に与えられ、かくして多ビット移動平均フィルタ回路316から周波数誤差信号が出力される。

【0058】以上のように、第1例のベースバンド処理回路130を適用した場合には、極性付加回路19からの瞬時周波数信号S19をデータ再生回路119に直接入力させて再生する場合に比較して、送受信機間の搬送波周波数のずれが補償されているので、データの再生精度を高めることができる。

【0059】(D) ベースバンド処理回路130の第2例

図9は、ベースバンド処理回路130の詳細構成の第2例を示すブロック図である。

【0060】第2例のベースバンド処理回路130は、第1例でも存在していたクロック再生回路116、AFC回路（この第2例の説明においてはフィードフォワード型AFC回路と呼ぶ：図ではF. F. AFCで表している）117、加算回路118及びデータ再生回路119に加えて、フィードバック型AFC回路（図ではF. B. AFCで表している）150及び加算回路151を備えている。

【0061】第2例のベースバンド処理回路130は、第1例よりも、送受信機間の搬送波周波数の相違が大きくなる可能性を有する伝送システムに適用して好適なものである。

【0062】第1例におけるAFC回路117によるAFC動作は、図7(a)及び図7(b)に示す周波数ずれ成分の絶対値が、4値の各値の最小差 $2\Delta f$ の半分（すなわち Δf ）を越え、と、本来修正すべき方向とは逆方向へ引つ張られ、間違った方向に修正されることになる。従って、送受信機間で大きな周波数ずれが予想される伝送システムでは、第1例を適用できず、この場合には、第2例のベースバンド処理回路を適用すれば良い。

【0063】新たに追加されたフィードバック型AFC回路150及び加算回路151が、送受信機間で搬送波周波数に大きな周波数ずれがあっても、高い再生精度を補償するためのものであり、フィードフォワード型AFC回路117及び加算回路118による周波数ずれ成分の除去構成を補って、上述した不都合の発生を未然に防止しようとしたものである。

【0064】加算回路151は、極性付加回路19の瞬時周波数信号S19から、フィードバック型AFC回路

150が粗く検出したその瞬時周波数信号S19に含まれている周波数ずれ成分を除去し、クロック再生回路116、フィードフォワード型AFC回路117、加算回路118及びフィードバック型AFC回路150に与えるものである。フィードバック型AFC回路150は、加算回路151からの瞬時周波数信号が、その瞬時周波数信号に対して予め設定されている上限及び下限間の範囲を越えたときに内部のローパスフィルタを通して加算回路151にフィードバックさせ、加算回路151からの瞬時周波数信号が上記上限及び下限の範囲内に入るように制御するものであり、加算回路151からの瞬時周波数信号における周波数ずれの影響をある値まで軽減するものである。

【0065】なお、フィードバック型AFC回路150及び加算回路151の構成は、特公平5-1662号公報の「受信周波数補正方式」で示されるアナログ的手法をデジタル的手法に置き換えたものであり、より詳細な説明は後述する。

【0066】クロック再生回路116、フィードフォワード型AFC回路117及び加算回路118はそれぞれ、第1例に比較すると、極性付加回路19からの瞬時周波数信号S19が入力されるのではなく、極性付加回路19からの出力瞬時周波数信号に含まれている周波数ずれ成分が粗く除去された瞬時周波数信号が入力されるという相違はあるが、第1例と同様に作用する。データ再生回路119も、第1例と同様に、クロック再生回路116の再生クロックを使用しながら、加算回路118の出力瞬時周波数信号からデータを再生する。

【0067】ここで、フィードフォワード型AFC回路117には、フィードバック型AFC回路150及び加算回路151によって、ある範囲内に周波数ずれ成分が押さえられた瞬時周波数信号が入力されるので、送受信機間で搬送波周波数に大きな周波数ずれがあっても、周波数ずれ成分を正しく検出することができる。

【0068】図10は、フィードバック型AFC回路150の詳細構成例を加算回路151と共に示すものである。図11は、フィードバック型AFC回路150の動作説明に供するアイバタンを示す図面である。なお、図11におけるアイバタンは、送受信機間の搬送波周波数が一致している場合のものである。

【0069】フィードバック型AFC回路150は、上限コンパレータ351、下限コンパレータ352、上限リミッタ353、下限リミッタ354及びアップダウンカウンタ355から構成されている。

【0070】上限コンパレータ351及び下限コンパレータ352には、加算回路151からの瞬時周波数信号が入力され、上限コンパレータ351又は下限コンパレータ352はそれぞれ、入力された瞬時周波数信号と、クロック再生回路116からの再生クロックのタイミングで、図11に示す上限値BU（正規の $3\Delta f < BU <$

正規の $4\Delta f$)又は下限値BL（正規の $-4\Delta f < BL < \text{正規の}-3\Delta f$)とを比較する。上限コンパレータ351は、入力瞬時周波数信号が上限値BUを越えたら出力パルスを上限リミッタ353に送り、この上限リミッタ353の出力によってアップダウンカウンタ355をダウンカウントさせる。一方、下限コンパレータ352は、入力瞬時周波数信号が下限値BLより小さくなると出力パルスを下限リミッタ354に送り、この下限リミッタ354の出力によってアップダウンカウンタ355をアップカウントさせる。アップダウンカウンタ355は、ローパスフィルタ機能を有し、そのカウント値を加算回路151にフィードバックする。

【0071】送信機側の搬送波周波数が相対的に受信機側の搬送波周波数より高いと、極性付加回路19からの図11に示す瞬時周波数信号S19のアイバタンは上昇する。この瞬時周波数信号S19が上限値BUを越えると、上限コンパレータ351からダウンカウントを指示する出力パルスが出力され、上限リミッタ353を介してアップダウンカウンタ355に与えられ、アップダウンカウンタ355のカウント値は負の方向に変化し、かかる動作の繰返しの結果、加算回路151からの瞬時周波数信号のアイバタンは最大値が上限値BUに一致するところまで下げられる。

【0072】逆に、送信機側の搬送波周波数が相対的に受信機側の搬送波周波数より低いと、極性付加回路19からの図11に示す瞬時周波数信号S19のアイバタンは下降する。この瞬時周波数信号S19が下限値BLより小さくなると、下限コンパレータ352からアップカウントを指示する出力パルスが出力され、下限リミッタ354を介してアップダウンカウンタ355に与えられ、アップダウンカウンタ355のカウント値は正の方向に変化し、かかる動作の繰返しの結果、加算回路151からの瞬時周波数信号のアイバタンは最小値が下限値BLに一致するところまで上げられる。

【0073】また、極性付加回路19からの瞬時周波数信号S19のアイバタンが上限値BU及び下限値BL間にあると、上限コンパレータ351及び下限コンパレータ352から出力パルスが送出されないで、アップダウンカウンタ355はそのままのカウント値を保つ。

【0074】このようなフィードバック型AFC回路150及び加算回路151の動作によって、周波数ずれがかなり大きくても、後段のフィードフォワード型AFC回路117及び加算回路118で除去可能な周波数のずれまで、極性付加回路19からの瞬時周波数信号S19における周波数ずれを押える（軽減する）ことができる。

【0075】アップダウンカウンタ355のカウント可能な範囲は、このような機能を担える程度に選定されている。上限リミッタ353及び下限リミッタ354はそれぞれ、アップダウンカウンタ355がオーバーフロー

するのを防止するものであり、オーバーフローする前に、ダウンカウント又はアップカウントするのを制限する。すなわち、極性付加回路 19 からの瞬時周波数信号 S19 のアイバタンの最大値が上限値 BU より過度に越えている場合において、また、極性付加回路 19 からの瞬時周波数信号 S19 のアイバタンの最小値が下限値 BL より過度に小さい場合において、アップダウンカウンタ 355 のオーバーフローによって、周波数制御の動作が乱れてしまうことを防止する。上限リミッタ 353 及び下限リミッタ 354 はそれぞれ、アップダウンカウンタ 355 がオーバーフローする恐れがなければ対応するコンパレータ 351、352 からの出力パルスをもそのまま通過させ、アップダウンカウンタ 355 がオーバーフローする恐れがあれば対応コンパレータ 351、352 からの出力パルスの通過を阻止する。

【0076】周波数ずれに対応する AFC 回路は、高速動作を行なおうとすると、ローパスフィルタのカットオフ周波数を高くする必要があり、カットオフ周波数を高くすると AFC 動作に伴って雑音が増加してしまうという欠点がある。フィードバック型 AFC 回路 150 は、上限値 BU と下限値 BL の内側に瞬時周波数信号があるときには制御を行わないので、雑音が増加されることなく高速動作を行なうことができる。

【0077】フィードバック型 AFC 回路 150 及び加算回路 151 による周波数ずれの補正構成では、極性付加回路 19 からの瞬時周波数信号 S19 における周波数ずれを全て除去して瞬時周波数信号が有する本来のアイバタンに合わせる機能はないが、後段の加算回路 118 及びフィードフォワード型 AFC 回路 117 が残りの周波数ずれを除去する。すなわち、4 値 FSK 変調波信号における各値間の最小差を $2\Delta f$ とすると、フィードバック型 AFC 回路 150 及び加算回路 151 によって周波数ずれを Δf よりも十分小さい値まで補正し、加算回路 118 及びフィードフォワード型 AFC 回路 117 が残りの Δf より小さい周波数ずれを補正し、瞬時周波数信号を本来のアイバタンに合わせる。

【0078】以上のように、第 2 例のベースバンド処理回路 130 を適用した場合には、極性付加回路 19 からの瞬時周波数信号 S19 をデータ再生回路 119 に直接入力させて再生する場合に比較して、送受信機間の基準周波数のずれが補償されているので、データの再生精度を高めることができる。また、第 2 例のベースバンド処理回路 130 を適用した場合には、送受信機間の搬送波周波数のずれを 2 段で補正するので、送受信機間の搬送波周波数のずれが大きい伝送システムであっても、高精度にデータを再生できる。

【0079】(E) 第 1 実施例の効果
以上のように、第 1 実施例によれば、Q チャネル信号から周波数偏移の大きさを検出すると共に、Q チャネル信号及び I チャネル信号から周波数偏移の極性を検出し、

これらの検出情報からベースバンド信号（瞬間周波数信号）を形成してデータを再生するようにしたので、IC 化し易い等の各種のメリットを有するダイレクトコンバージョン受信方式に従った 4 値 FSK 復調回路を実現できる。

【0080】また、第 1 実施例によれば、上述のように、ほとんどの回路をデジタル回路で構成でき、製造バラツキのない復調回路を実現でき、また IC 化（LSI 化）に容易に対応できる。

10 【0081】さらに、第 1 実施例によれば、周波数偏移の大きさを、パルス信号に整形された Q チャネル信号の周期を高速クロック信号でカウントすることを利用して検出しているので、検出信号の分解能を細かくすることができて雑音がある場合でも従来の提案回路より高精度に周波数偏移の大きさを検出でき、この点でデータの再生精度を高めることができる。

20 【0082】さらにまた、第 1 実施例によれば、極性付加回路 19 によってベースバンド信号を形成してベースバンド処理回路 130 に入力すると共に、ベースバンド処理回路 130 として、送受信機間の搬送波周波数のずれを補償する機能を備えたものを適用しているので、この点からもデータの再生精度を高めることができる。また、搬送波周波数を発生する局部発振回路 6 のバラツキが大きくてもデータの再生精度を高めることができる。

30 【0083】(F) 第 2 実施例の全体構成
次に、上述した基本的な考え方に従ってなされた第 2 実施例の 4 値 FSK 復調回路を説明する。ここで、図 12 が第 2 実施例の全体構成を示すブロック図であり、上記第 1 実施例に係る図 1 との同一、対応部分には同一符号を付して示している。

【0084】図 12 において、第 2 実施例の復調回路は、第 1 実施例の構成に加えて、変化点検出回路 14、合成回路 15 及び平均化回路 20 を有する。新たに設けられたこれら回路は、第 1 実施例以上に、再生データの精度を高めるために設けられたものである。

40 【0085】一般に、信号の情報の数はより多く有ったほうが、雑音等による誤りの影響を少なくできる。第 1 実施例においては、リミッタ 9 からの Q チャネル信号 S9 だけを利用して周波数偏移の大きさ（周波数偏移の絶対値）を検出していたが、この第 2 実施例においては、I チャネル信号 S10 及び Q チャネル信号 S9 の両方を利用して周波数偏移の大きさを検出することとし、そのため、変化点検出回路 14 及び合成回路 15 を追加している。

【0086】図 13 は、変化点情報が多くなることの説明用タイミングチャートであり、周波数偏移が負極性（ $-\Delta f$ か $-3\Delta f$ かは関係しない）の場合を示している。

50 【0087】変化点検出回路 14 は、リミッタ 10 からのパルス信号に波形整形された図 13 (b) に示す I チ

チャンネル信号S10の変化点(立上りエッジ及び立下りエッジ)を検出するものであり、得られた図13(d)に示す変化点検出信号S14を合成回路15に与える。

【0088】なお、この第2実施例では、他方の変化点検出回路13も、パルス信号に整形された図13(a)に示すQチャンネル信号S9の立上りエッジ及び立下りエッジを検出している。また、第2実施例では、変化点検出回路13は、得られた図13(c)に示す変化点検出信号S13を、カウンタ16ではなく合成回路15に与える。

【0089】合成回路15は、これらの変化点検出信号S13及びS14を合成して、パルス信号に整形されたQチャンネル信号の変化点と、パルス信号に整形されたIチャンネル信号の変化点とを共に含む図13(e)に示す変化点検出信号S15を形成してカウンタ16に与える。

【0090】この後は第1実施例と同様に、合成変化点検出信号S15の各変化点(図中パルスで表している)の時間間隔をカウンタ16で測定し、そのカウント値を逆算回路17で逆算して周波数偏移の大きさ(Qチャンネル信号S9及び又はIチャンネル信号S10の周波数)を求め、極性付加回路19において、この周波数偏移の大きさ情報に、極性判定回路18が得た極性判定信号S18が指示する極性を付加して瞬時周波数信号S19を形成する。

【0091】なお、合成変化点検出信号S15の周期は、周波数偏移 $\pm \Delta f$ 又は $\pm 3 \Delta f$ に対応する周期の $1/4$ になっているが、 $|\Delta f|$ 又は $|3 \Delta f|$ を井別でできる周期情報には変わりはなく、問題はない。

【0092】この第2実施例においては、極性付加回路19からの瞬時周波数信号S19がベースバンド処理回路130に直接入力されるのではなく、平均化回路20を介して入力される。

【0093】平均化回路20は、極性付加回路19から出力された瞬時周波数信号S19に対して平均化処理を施し、平均化処理後の瞬時周波数信号S20をベースバンド処理回路130に与える。瞬時周波数信号S19を平均化するのは、受信信号中に含まれている雑音等の影響を少なくするためである。

【0094】このような平均化処理が施された瞬時周波数信号S20が、第1実施例と同様に送受信機間の搬送波周波数のずれの補償機能を有するベースバンド処理回路130に入力され、データ及びデータクロック信号が再生される。

【0095】(G)平均化回路20の作用効果及び詳細構成例

次に、平均化回路20の作用効果及び詳細構成例について順次説明する。

【0096】図6は、上述したように、4値FSK変調波信号の場合のベースバンド信号(瞬時周波数信号)を

示すいわゆるアイボタンである。図14は、このアイボタンの一部を拡大して、特に0レベルを表示するようにしたものである。

【0097】図14(a)において、横一直線は0レベルであり、実線曲線は時間と共に周波数が変化する様子を示しており、破線は極性付加回路19の出力レベルとタイミングを示している。なお、カウンタ16や極性付加回路19の出力はデジタル値であるが、わかりやすくするために、図14においては、アナログ値に変換して

(すなわち、デジタル/アナログ変換して) l_1 、 l_2 、…、 l_n で表示している。また、 t_1 、 t_2 、…、 t_n はその表示するタイミングである。

【0098】カウンタ16又は逆算回路17にはホールド機能があり、次の入力があるまで前の状態を保持する。周波数と周期とは周知のように逆数の関係があり、0レベル付近では周波数の値が小さくなるので、変化点検出回路13又は14から出力されるパルス(変化点)の間隔が長くなる。すなわち、アイボタン上の周波数が0レベル近傍での時間間隔 $t_1 - t_2$ は、他の周波数に係る時間間隔 $t_2 - t_3$ 、 $t_3 - t_4$ 等より長くなる。

【0099】上述したように、ベースバンド処理回路130はデータを再生するためのクロック再生回路116を有し(図5及び図6参照)、クロック再生回路116は、0クロス付近の情報から再生クロック信号のタイミング情報を得る。図14(a)に示し、上述したように、この0クロス付近の時間の情報が極めて粗くなるので、このままではクロック再生に不都合である。

【0100】平均化回路20は、雑音抑圧作用に加えて、このような0クロス付近のタイミングを精緻化するのに役立つ。平均化回路20の一例の構成を説明した後、この作用効果を奏することを説明する。

【0101】図15は、平均化回路20の一例を示すブロック図であり、多ビット移動平均フィルタ回路128を示している。以下では、極性付加回路19からの瞬時周波数信号S19がjビットデータとして説明する。なお、上述した図8における多ビット移動平均フィルタ回路316として、この図15に示したものを適用することができる。

【0102】図15において、多ビット移動平均フィルタ回路128は、入力レジスタ502、jビットシフトレジスタ(1ビットシフトレジスタ群503-1~503-j)503、加算回路504、減算回路505及び出力レジスタ506から構成されている。

【0103】入力端子501から入力された極性付加回路19からのjビットデータ(瞬時周波数信号S19)は、入力端子508から入力された発振器21からの高速クロック信号S21によって入力レジスタ502に取り込まれた後、その高速クロック信号S21に同期してjビットシフトレジスタ503に入力されて順次シフトしていく。ここで、出力レジスタ506は移動平均値を

格納し、出力端子 507 から移動平均信号（平均化処理後の瞬時周波数信号 S20）として出力させるものである。

【0104】加算回路 504 は、出力レジスタ 506 に格納されている直前の移動平均値に、j ビットシフトレジスタ 503 の初段の j ビットデータを加算して現時点の j ビットデータを移動平均値に反映させ、減算回路 505 は、出力レジスタ 506 に格納されている移動平均値から、j ビットシフトレジスタ 503 の最終段の j ビットデータを減算して移動平均時間 τ を越えた j ビットデータが移動平均値に反映されることを除外する。

【0105】このように、平均化回路 20 は、極性付加回路 19 からの瞬時周波数信号 S19 を、発振器 21 の高速クロック信号 S21 に従って読み込み、その読み込んだデータの一定時間 τ の平均を、発振器 21 からの高速クロック信号 S21 に従って出力する。

【0106】図 14 (b) は、平均化回路 20 から出力された瞬時周波数信号 S20 を示している。

【0107】図 14 (a) 及び (b) の比較から明らかなように、値の変化間隔が粗かった平均化回路 20 への入力信号（瞬時周波数信号 S19）が、値の平均化処理が施された後には、時間的に細かく変化する出力信号（瞬時周波数信号 S20）に変換される。

【0108】また、図 14 (a) に示す入力信号では 0 クロスのタイミングがはっきりしなかったが、図 14 (b) に示す出力信号では、 x_1 で示すように、細かなタイミングで 0 クロス点を規定できる。但し、図 14 (b) は、平均化のために時間遅れがあり、図 14 (a) に示す入力信号より右側にずれた波形となる。

【0109】以上のように、平均化回路 20 をベースバンド処理回路 130 の前に設けることは、雑音抑圧作用に加えて、0 クロス付近のタイミングを精緻化するのに役立ち、再生クロック信号の精度を高めることができる。

【0110】(H) 第 2 実施例の効果

以上のように、第 2 実施例によれば、Q チャネル信号及び I チャネル信号から周波数偏移の大きさを検出すると共に、Q チャネル信号及び I チャネル信号から周波数偏移の極性を検出し、これらの検出情報からベースバンド信号（瞬間周波数信号）を形成してデータを再生するようにしたので、IC 化し易い等の各種のメリットを有するダイレクトコンバージョン受信方式に従った 4 値 FSK 復調回路を実現できる。

【0111】また、第 2 実施例によっても、上述のように、ほとんどの回路をデジタル回路で構成でき、製造パラツキのない復調回路を実現でき、また IC 化 (LSI 化) に容易に対応できる。

【0112】さらに、第 2 実施例によれば、周波数偏移の大きさを、パルス信号に整形された Q チャネル信号及び I チャネル信号の変化点を合成した信号の周期を高速

クロック信号でカウントすることを利用して検出しているので、検出信号の分解能を細かくすることができて雑音がある場合でも従来の提案回路より高精度に周波数偏移の大きさを検出でき、この点でデータの再生精度を高めることができる。

【0113】さらにまた、第 2 実施例によれば、極性付加回路 19 によってベースバンド信号を形成し、平均化回路 20 で平均化処理を施してベースバンド処理回路 130 に入力すると共に、ベースバンド処理回路 130 として、送受信機間の搬送波周波数のずれを補償する機能を備えたものを適用しているので、この点からもデータの再生精度を高めることができる。また、搬送波周波数を発生する局部発振回路 6 のバラツキが大きくてもデータの再生精度を高めることができる。

【0114】また、上記実施例においては、クロック再生機能を有するベースバンド処理回路 130 に、平均化処理を施したベースバンド信号を入力するようにしたので、再生クロック信号の精度を第 1 実施例以上に高めることができる。

【0115】(I) 他の実施例

上記実施例においては、Q チャネル信号、又は、Q チャネル信号及び I チャネル信号の周期情報に基づいて、周波数偏移の大きさを検出するものを示したが、I チャネル信号の周期情報に基づいて、検出するようにしても良い。また、Q チャネル信号及び又は I チャネル信号の周期情報に基づいて、周波数偏移の大きさを検出するものであれば良く、その具体的構成は問わない。例えば、変化点間に与えられた高速クロック信号毎に、その高速クロック信号の周期の逆数に相当する値を累積するものであっても良い。

【0116】また、上記各実施例においては、極性判定回路 19 として D 型フリップフロップを適用したものを示したが、2 値 FSK 変調波信号に対する判定符号を、Q チャネル信号及び I チャネル信号から得る 2 値 FSK 検波回路のいずれの構成も極性判定回路 19 として適用可能である。

【0117】さらに、例えば、送受信機間のキャリア周波数にほとんどずれがないように構成できたものであれば、AFC 回路（フィードフォワード型 AFC 回路）117 及び加算回路 118 や、フィードバック型 AFC 回路 150 及び加算回路 151 を省略することができる。

【0118】さらにまた、直交検波回路において 2 個の搬送波信号間に $\pi/2$ だけの位相差を与える構成は、位相を遅れさせる $\pi/2$ 移相回路に代え、位相を進めさせる $\pi/2$ 移相回路を適用しても良く、また、移相方向が異なる 2 個の $\pi/4$ 移相回路によって $\pi/2$ の位相差を形成させるようにしても良い。

【0119】また、上記各実施例においては、本発明を 4 値 FSK 復調回路に適用したものを示したが、8 値 FSK 復調回路や 16 値 FSK 復調回路等の多値 FSK 復

21

調回路にも本発明を適用することができる。

【0120】さらに、上記各実施例においては、本発明を無線伝送路に係る多値FSK復調回路に適用したものを示したが、有線伝送路（記録媒体からの再生系を含む）に係る多値FSK復調回路にも適用することができる。

【0121】

【発明の効果】以上のように、本発明によれば、変化点検出手段が、パルス信号に波形整形されたQチャネル信号及び又はIチャネル信号の変化点を検出し、周波数偏移大きき検出手段が、高速クロック信号に基づいて、検出された変化点の周期の情報を周波数の情報に変換して周波数偏移の大きさを表す信号を出力し、極性判定手段が、Qチャネル信号及びIチャネル信号の位相関係から周波数偏移の極性を検出し、極性付加手段が、周波数偏移の大きき信号に、検出された極性を付加して、周波数偏移の情報だけを含む瞬時周波数信号を得て、ベースバンド処理手段が、この瞬時周波数信号を処理して、送信データ及びデータクロック信号を再生するようにしたので、信号対雑音比が小さいときでも誤り率を小さくできる、しかも、ダイレクトコンバージョン受信方式のメリットを享受できる多値FSK復調回路を実現できる。

【図面の簡単な説明】

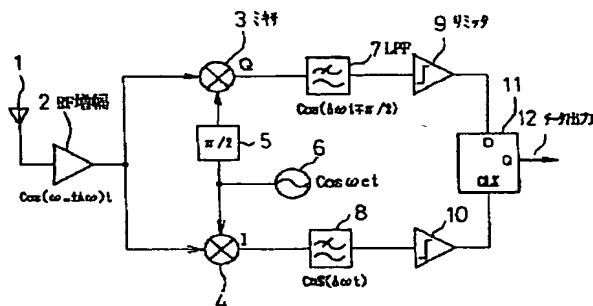
【図1】第1実施例の構成を示すブロック図である。

【図2】従来のダイレクトコンバージョン受信方式を適用した2値FSK復調回路を示すブロック図である。

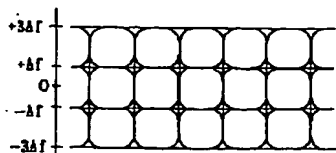
【図3】図2の回路の各部タイミングチャートである。

【図4】2値及び4値FSK変調方式のベースバンド信号を示す波形図である。

【図2】



【図6】



22

【図5】第1実施例のベースバンド処理回路の第1例を示すブロック図である。

【図6】4値FSKのベースバンド信号のアイバタンを示す説明図である。

【図7】送受信機間で基準周波数がずれた場合における4値FSKのベースバンド信号のアイバタンを示す説明図である。

【図8】AFC回路117の詳細構成例を示すブロック図である。

【図9】第1実施例のベースバンド処理回路の第2例を示すブロック図である。

【図10】フィードバック型AFC回路150の詳細構成例を示すブロック図である。

【図11】フィードバック型AFC回路150の機能説明図である。

【図12】第2実施例の構成を示すブロック図である。

【図13】第2実施例での変化点情報の増加の説明用タイミングチャートである。

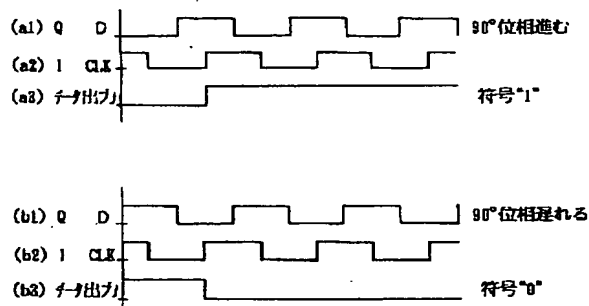
【図14】平均化回路20の作用効果の説明図である。

【図15】平均化回路20の一構成例を示すブロック図である。

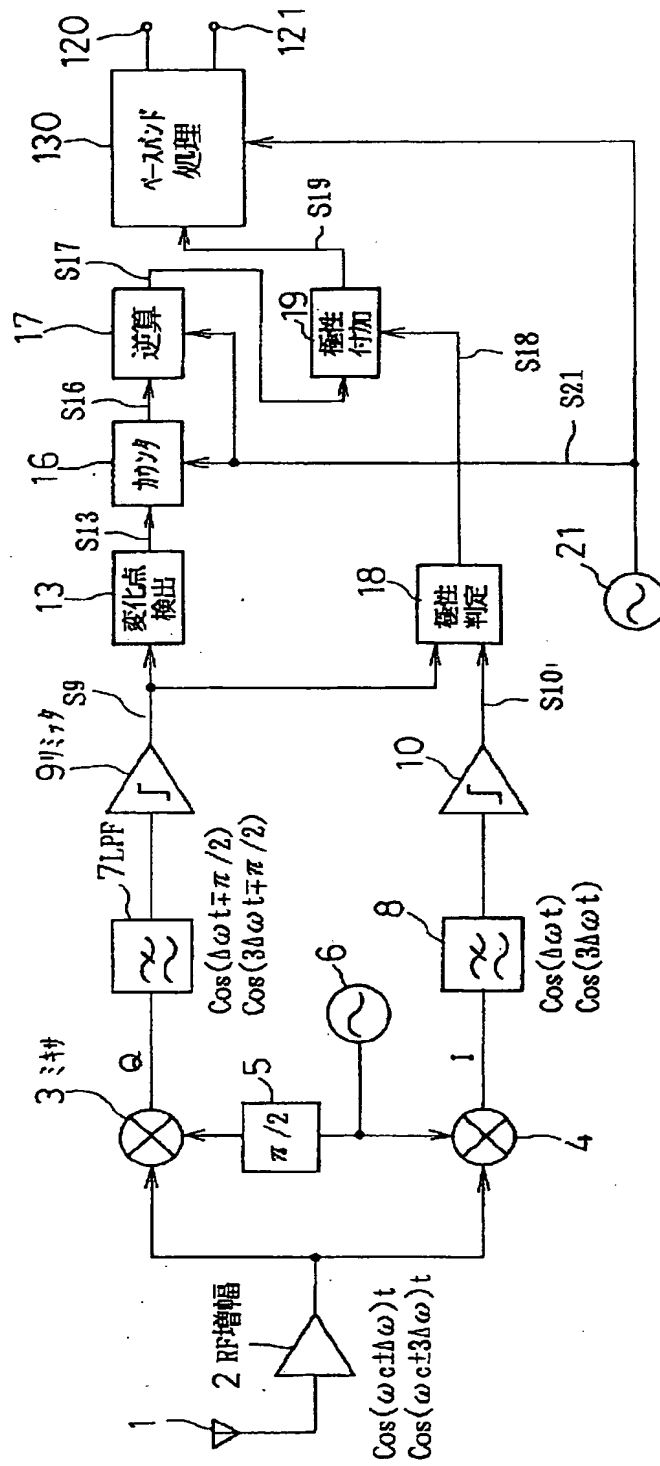
【符号の説明】

3、4…ミキサ、5… $\pi/2$ 移相器、6…局部発振回路、7、8…LPF（チャネルフィルタ）、9、10…リミッタ、13、14…変化点検出回路、15…変化点合成回路、16…カウンタ、17…逆算回路、18…極性判定回路、19…極性付加回路、20…平均化回路、21…発振器、130…ベースバンド処理回路。

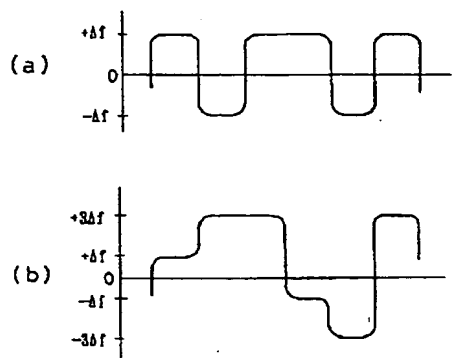
【図3】



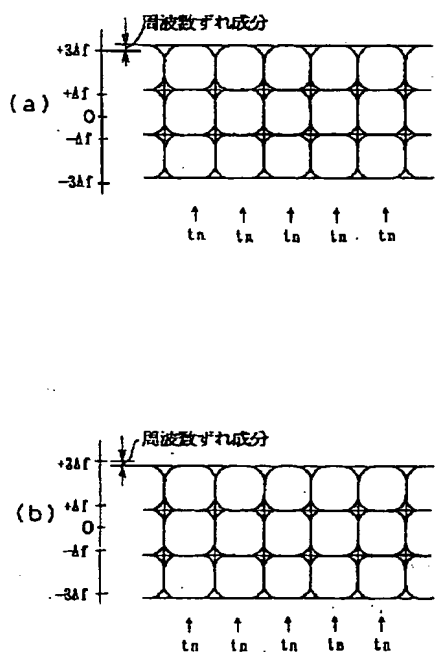
【図1】



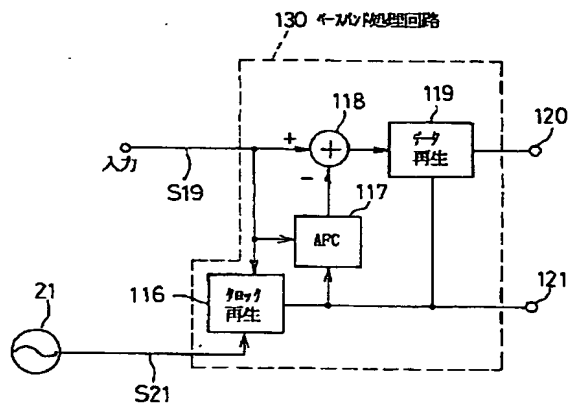
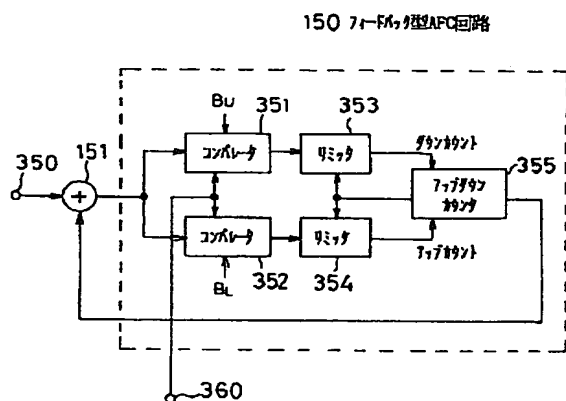
【図 5】



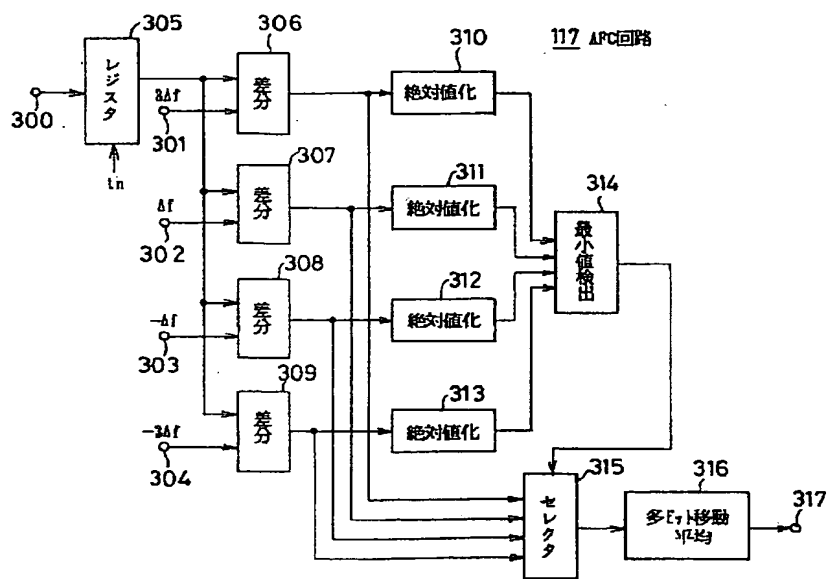
【圖 7】



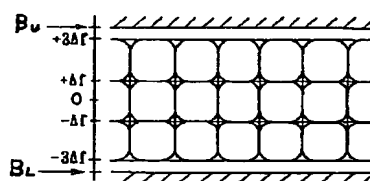
【図 10】



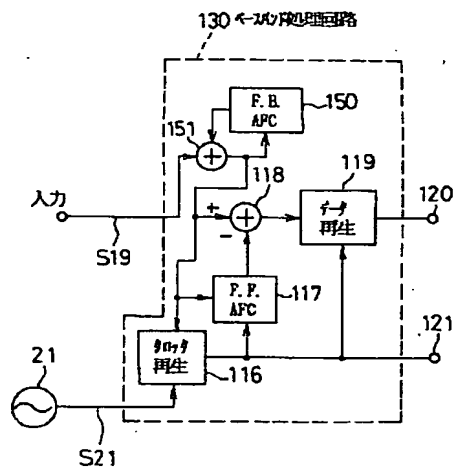
【图 8】



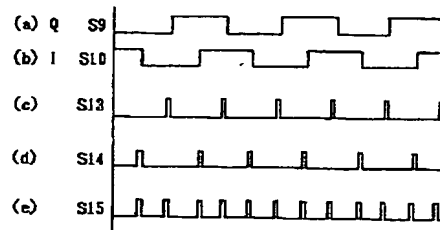
【圖 1 1】



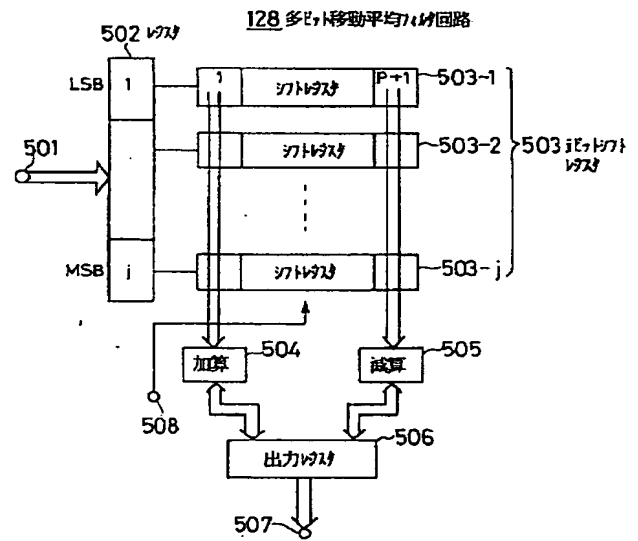
【図 9】



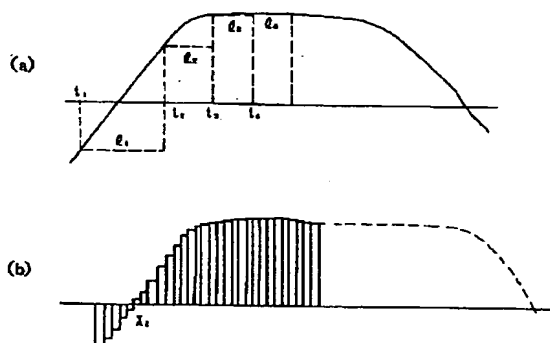
【図 13】



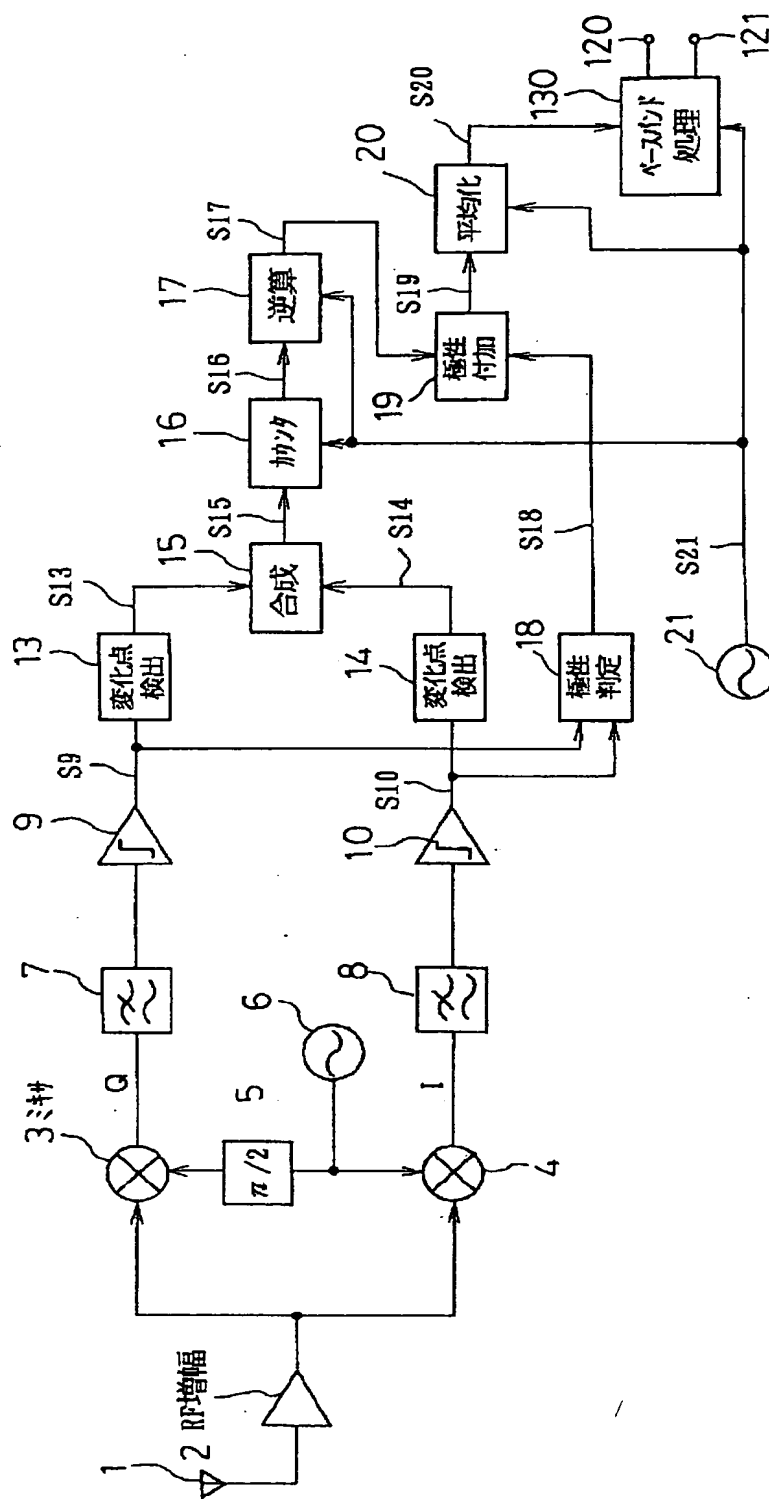
【図 15】



【図 14】



特開平8-23731



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☒ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☒ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☒ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☒ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.